

RADIADOR INTERFERENTE A FRECUENCIA WLAN

Naima. Amar⁽¹⁾, Lorena. Cabria⁽¹⁾, José Ángel García⁽¹⁾, Antonio Tazón⁽¹⁾, Mohamed Boussouis⁽²⁾.

Nai_amar@dicom.unican.es, lorena@dicom.unican.es, joseangel.garcia@unican.es,
antonio.tazon@unican.es, boussouis@menara.ma.

⁽¹⁾ Dpto. De Ingeniería de comunicaciones. Universidad de Cantabria. Avda. Los Castros S/N. 39005-Santander.

⁽²⁾ Faculté de Sciences. Univ. Abdelmalek Essaadi. Tetuán - Marruecos.

Abstract- Applications of microwave radar, imaging, security and communication technology require cost-effective implementation of intelligent electronic control antenna systems.

In this paper, an original low cost radiator system at Wireless-LAN frequencies has been carried out. This system is capable not only of steering the radiating data signal, but also to radiate noise signals in any other direction with a minimum at the appointment of interest. The up converter electronic control system is based in two PHEMT active mixers to supply the antenna array. The antenna consists of three patches exciting by slot. The external radiators are exciting in phase opposite for obtaining the radiation pattern at the interest direction and the internal one is exciting in phase giving a null at the same direction and noise at the rest. Experimental characterization has shown a good behavior.

I. INTRODUCCIÓN

En los últimos años, han sido muchos los esfuerzos en el desarrollo de nuevas tecnologías para construir sistemas radiantes inteligentes implementando y mejorando sistemas de control, tanto a nivel de dispositivo electrónico como de la tecnología de procesamiento de los circuitos integrados [1]. Por lo tanto, el diseño de transmisores y receptores compactos, de bajo costo y reconfigurables, para comunicaciones inalámbricas comerciales y seguras es uno de los desafíos de los investigadores en los últimos años. La reconfigurabilidad multifuncional puede ser obtenida gracias a este tipo de sistemas con control electrónico, que permiten cambiar de modo de operación y de esta forma optimizar el escaso espacio radioeléctrico.

Las antenas activas utilizadas para implementar funciones de translación de frecuencia, como mezcladores o multiplicadores, y control electrónico del apuntamiento, pueden ser adecuadas para obtener sistemas emisores o receptores de pequeño tamaño y bajo costo [2].

En el presente trabajo se ha desarrollado un sistema radiador con control electrónico capaz de enviar en una dirección predeterminada mientras que en las demás direcciones puede emitir ruido interferente o cualquier otro tipo de información.

El sistema está basado en un array de tres antenas tipo parche excitadas por ranuras. Los dos parches externos se alimentan por una ranura en cada uno de ellos enfrentadas, con 180° de desfase e introduciéndose la señal por las puertas 1 y 2 (figura 1). El parche interno se excita por dos ranuras también enfrentadas con acceso por las puertas 3 y 4.

Para alimentar el radiador se utilizan dos circuitos convertidores idénticos, con la diferencia de que uno de ellos

alimenta las puertas 1 y 2 (figura 1), con la señal de interés en oposición de fase y por lo tanto, se obtiene un diagrama suma en una dirección de apuntamiento predeterminada. El otro convertidor alimenta las ranuras del parche central en fase, obteniéndose un nulo de radiación en la dirección de apuntamiento mientras que es capaz de radiar en las otras direcciones. Cada uno de los circuitos consta de dos ramas mezcladoras activas a transistor PHEMT, polarizado en Pinch-Off con una tensión de drenador de 3 voltios. La señal de OL se introduce en cada rama, en fase, mediante un divisor Wilkinson y la FI se puede introducir en fase o en contrafase (figura 5). Esto nos permite obtener en las dos puertas de salida la señal de RF tanto en fase como en contrafase.

La caracterización experimental ha demostrado un buen comportamiento del sistema completo.

II. DISEÑO Y CARACTERIZACION DEL RADIADOR.

En la figura 1 se puede observar la representación geométrica de un radiador compuesto por un array serie de tres parches excitados por ranuras y alimentados por cuatro líneas microstrip. La estructura se compone de dos substratos de Arlon 25N de constante dieléctrica 3.38 y altura de 0.76mm. Entre los dos substratos existe una separación de 5mm de aire. En el substrato superior están grabados tanto los parches como las líneas de unión entre ellos y sólo tiene metalización por una cara, mientras que el inferior tiene grabadas las ranuras en la cara enfrentada a los parches, o plano de masa, y en la cara opuesta se sitúan las cuatro líneas microstrip de alimentación.

En las fotografías de la figura 2 se pueden apreciar los detalles de la estructura completa de la antena. La vista superior nos muestra los parches y sus líneas de unión mientras que en la inferior se puede apreciar el detalle de las líneas microstrip de alimentación.

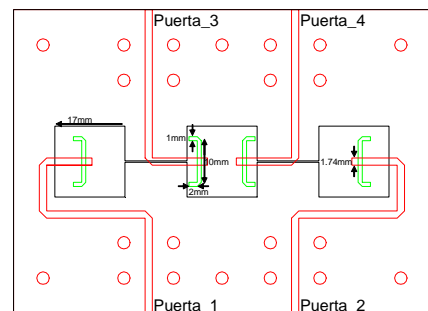


Fig. 1. Vista superior de la geometría del radiador.

El radiador está diseñado para que tenga la capacidad de cambiar el apuntamiento del haz del patrón de radiación de la antena entre el diagrama suma y el diagrama diferencia [3]. Las puertas 1 y 2 del radiador (figura 1) serán alimentados en contra fase de tal manera que la radiación será la suma de las dos señales y por lo tanto tengamos un máximo en la dirección de radiación, mientras que las puertas 3 y 4 se alimentarán en fase, la radiación resultante será diferencia de los dos señales, por lo tanto conseguiremos un mínimo en la dirección de radiación y dos máximos en los lóbulos laterales. El sistema global funciona a la banda de frecuencia de 5.8 GHz.

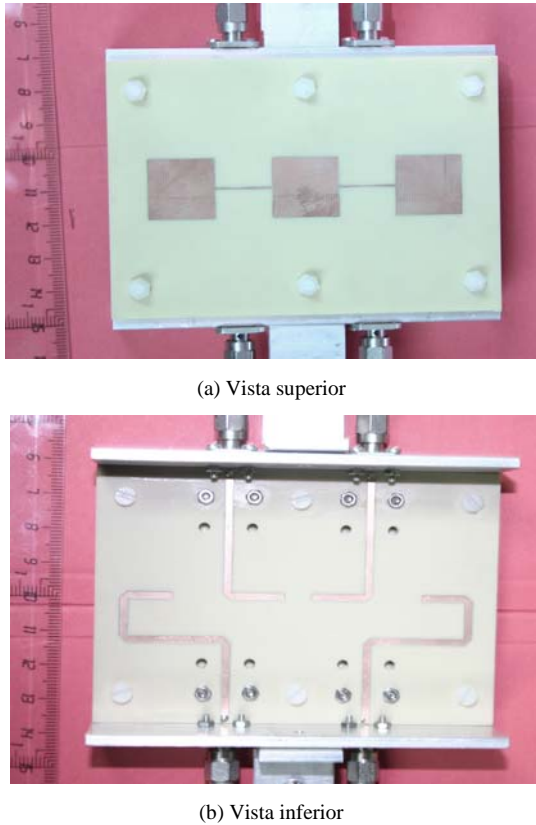
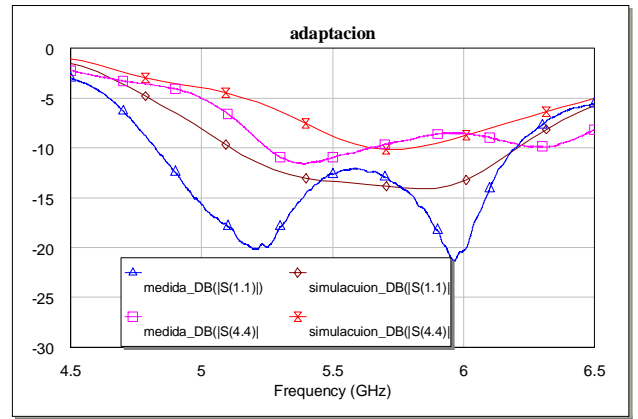


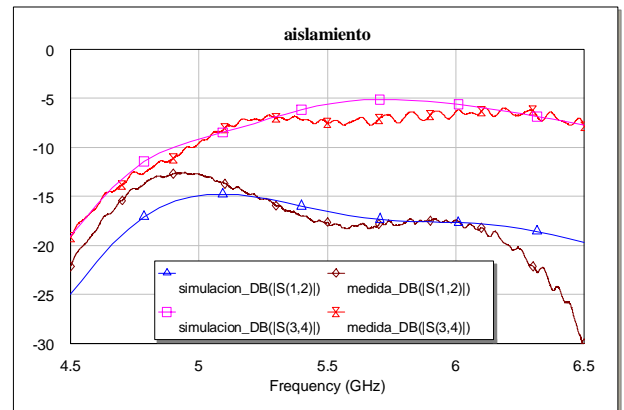
Fig. 2. Detalle del sistema radiante

En la figura 3a se puede observar tanto las simulaciones como las medidas de las puertas 1 y 4 (figura 1) mostrando en ambas un buen comportamiento. En la figura 3b se compara el aislamiento entre puertas de la estructura radiante. Podemos comprobar que existe un buen acuerdo entre las simulaciones y la caracterización experimental.

En la figura 4 se muestra la simulación de la ganancia del radiador desde las puertas externas (puertas 1 y 2 de la figura 1) y desde las internas (puertas 3 y 4 de la figura 1). Se trata de las ganancias en la dirección 0° cuando se alimentan en oposición de fase y por lo tanto presentan un máximo en esa dirección. Se puede apreciar que para nuestra banda de interés (alrededor de 5.8 GHz) se obtiene una ganancia de 9.5 dBi cuando se introduce la señal por las puertas externas, y de 8 dBi por las internas. En el caso de alimentación en fase, el mínimo obtenido en la dirección de apuntamiento es menor que -40 dB tanto en el caso de excitación por las puertas externas como por las internas.



(a) Adaptación



(b) Aislamiento

Fig. 3. Simulación y medida de parámetros scattering del radiador.

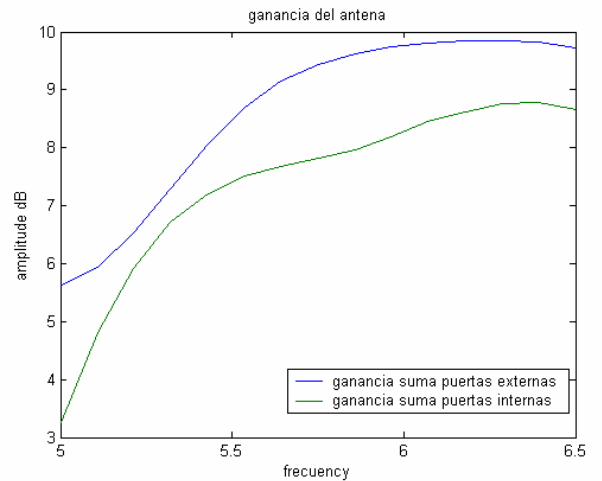


Fig. 4. Simulación de la ganancia suma del radiador en las puertas externas e internas.

III. CIRCUITO CONVERSOR DE FRECUENCIA.

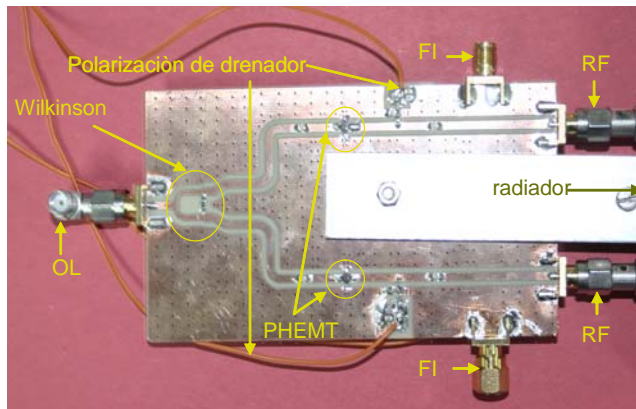
En las fotografías de la figura 5 podemos observar las vistas superior e inferior del circuito convertidor de frecuencia. En la vista superior (figura 5a) podemos observar una entrada de OL conectada a un divisor Wilkinson 3dB que conduce la señal a las dos ramas mezcladoras. Los mezcladores están formados por dos transistores PHEMT (NE3210S01) que

están polarizados en Pinch-Off ($V_{gs} = -0.8$ Volts, $V_{ds} = 3$ Volts). Este punto de polarización nos permite obtener un máximo de eficiencia en los dispositivos activos con una aceptable ganancia de conversión [4].

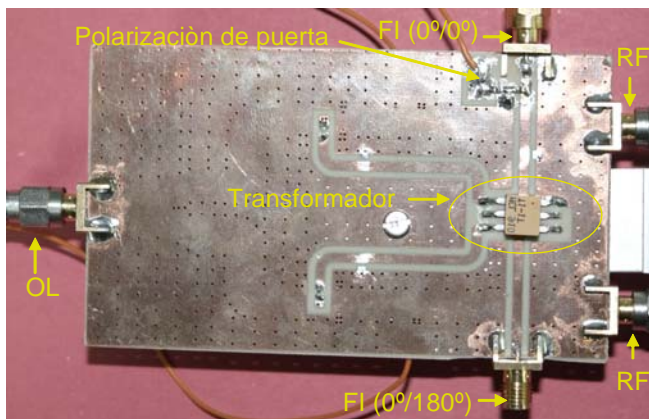
Así mismo, se pueden apreciar las redes de polarización de drenador y las dos puertas de salida de RF que alimentan las antenas.

En la vista inferior (figura 5b) apreciamos el transformador y las dos puertas de FI. Una de ellas permite introducir las dos señales de frecuencia intermedia en fase a las puertas de los transistores, con la otra entrada adaptada, mientras que si introducimos la señal de información por ésta última, las señales llegan a los transistores en oposición de fase. Esto nos permite alimentar las puertas 1/2 y 3/4 de la figura 1 con circuitos electrónicos idénticos y así obtener un máximo en la dirección de apuntamiento, mientras que en las demás direcciones podemos enviar cualquier otra información, por ejemplo ruido, con un mínimo en la dirección principal.

También se puede apreciar en el circuito de la figura 5b el circuito de alimentación, que será único para las dos puertas de los transistores.



(a) Vista superior



(b) Vista inferior

Fig. 5. detalles del mezclador simplemente balanceado activo.

El sistema conversor completo se ha simulado, mediante el método del balance armónico, en el simulador de circuitos MWOoffice. EL transistor ha sido caracterizado mediante el modelo no lineal EE HEMT de Agilent Technologies. En la figura 6 se muestra el resultado obtenido para la ganancia de

conversión, tanto en el modo suma (señales de FI 0°/180°) como en el modo diferencia (señales de FI 0°/0°). Podemos observar que en el modo suma obtenemos una ganancia teórica de conversión de 5 dB por cada mezclador para una polarización $V_{gs}=-0.8$ voltios y V_{ds} de 3 voltios. En este mismo punto se ha obtenido experimentalmente 3.2 dB y 2.5 dB en cada una de las puertas (0.7 dB de in-balance en amplitud) y una diferencia de fase de 10° respecto a los 180° teóricos. En el modo diferencia, en simulación se ha obtenido 3 dB de ganancia y experimentalmente -4 y -4.25 dB en cada una de las puertas en amplitud y 9° de in-balance en fase. Se puede observar que las discrepancias, respecto a las previsiones teóricas, en el modo diferencia son más apreciables que en el modo suma. Esto se debe en gran parte a que el circuito de polarización de puerta esta en la entrada de FI en el modo diferencia y absorbe parte de la potencia.

En la figura 7 se muestra el diagrama espectral del mezclador activo en el modo suma, simulando en las puertas de salida la antena mediante un circuito híbrido 3 dB y 180°. Se puede ver la gran atenuación que sufre el oscilador local debido precisamente a que, al estar dividido en fase por el divisor Wilkinson, se combina en contrafase, mientras que la frecuencia de RF al estar en contrafase se combina en fase [3].

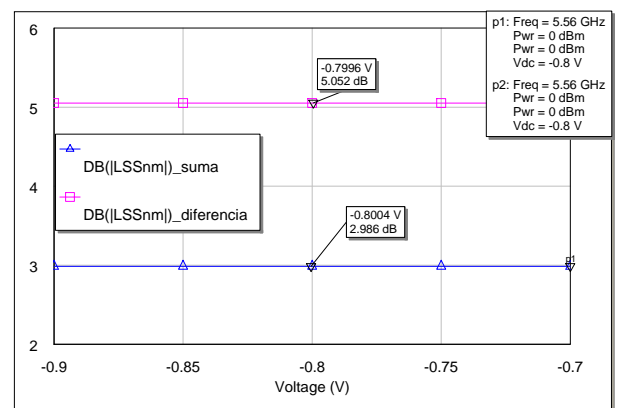


Fig. 6. Ganancia de conversión del mezclador activo en los dos modos: suma y diferencia.

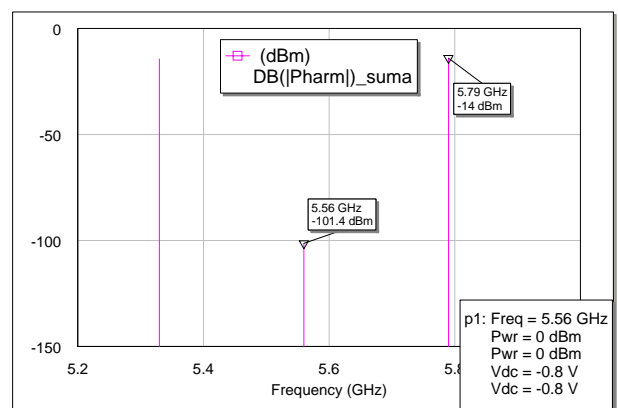


Fig. 7. Diagrama espectral del mezclador activo en los dos modos: suma y diferencia.

IV. CARACTERIZACIÓN EXPERIMENTAL DEL SISTEMA.

Como ya se ha comentado, el objetivo del trabajo era la obtención un sistema radiador interferente capaz de enviar la

señal de datos en las dos puertas suma para conseguir un máximo en la dirección de apuntamiento mientras que en las puertas diferencia se envía una señal interferente que emita en todas las direcciones con un mínimo en la dirección de interés.

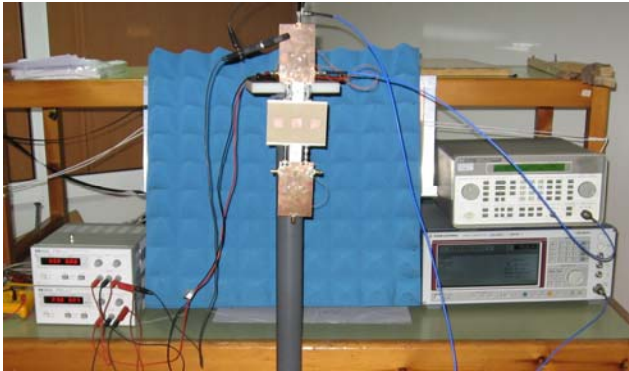
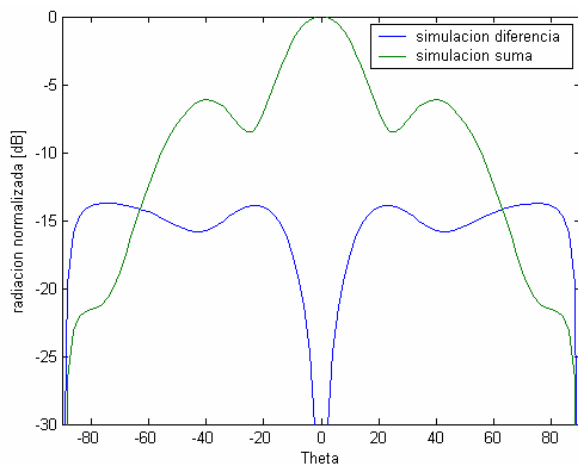
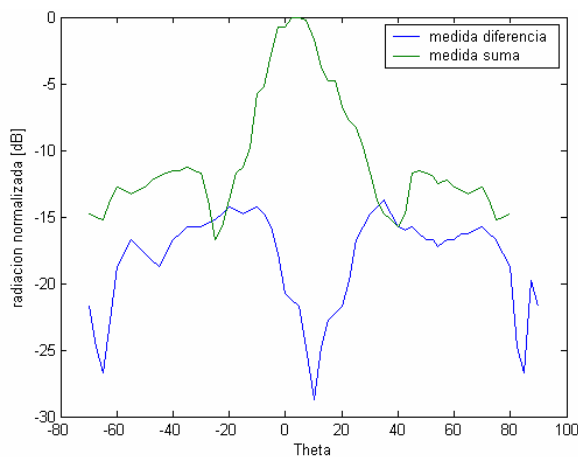


Fig. 8. detalles del sistema radiante utilizada en la medida.

En la figura 8 se muestra una fotografía del sistema completo que se ha caracterizado experimentalmente. Para ello se ha utilizado una antena patrón logo-periódica R&S HL050 y que presenta una ganancia de 8.5 dBi a 5.8 GHz.



(a) Simulación



(b) Medidas

Fig. 9. comparación medida con simulación del radiador interferente.

Teniendo en cuenta los resultados de simulación de la figura 4, se ha utilizado en modo suma las puertas 1 y 2

(figura 1) y como diferencia las puertas 3 y 4. La figura 9a nos muestra el diagrama de radiación normalizado obtenido en el simulador electromagnético Ensemble, con un máximo de apuntamiento en la dirección de 0° en el modo suma, mientras que tenemos un nulo en el modo diferencia y ruido en las otras direcciones. Los resultados experimentales del diagrama de radiación, también normalizado se puede observar en la figura 9b. Como se puede apreciar muestra una gran similitud con los resultados teóricos. La desviación en el apuntamiento de 10° es debida a las desviaciones de fase y amplitud de los sistemas electrónicos de alimentación del radiador, comentados en el apartado III.

V. CONCLUSIONES.

En este trabajo se ha propuesto un nuevo sistema radiante/interferente en la banda WLAN. Para ello se ha diseñado una antena de tres parches conectados en serie y excitados por ranura. Los parches externos se excitan con la misma amplitud y desfase de 180° para obtener la suma de señal de interés en la dirección de apuntamiento. El parche central se excita con señales en fase para obtener un mínimo en la dirección de interés y ruido en la demás de direcciones con el objetivo de obtener comunicaciones seguras. El sistema electrónico de excitación consta de dos circuitos iguales, en cada uno de ellos se han implementado dos mezcladores simples con transistores PHEMT distribuyendo el oscilador local a través de un divisor Wilkinson. La señal de FI se introduce a través de un transformador simple y se han habilitado dos puertas de entrada para poder hacer llegar dichas señales en fase o en oposición de fase. El sistema completo se ha caracterizado experimentalmente mostrando un buen comportamiento.

AGRADECIMIENTOS

Los autores quieren agradecer la financiación proporcionada por el Ministerio de Educación y Ciencia (MEC) a través del proyecto TEC2005-07985-C03-01/TCM, y al Ministerio de Asuntos Exteriores (MAEC) a través del PCI-A/7411/06. También Naima Amar Touhami quiere agradecer a MAEC-AECI la posibilidad brindada para poder llevar a cabo este trabajo.

REFERENCIAS

- [1] R.A. York and T. Itoh, "Injection- and Phase-Locking Techniques for Beam Control" IEEE Trans. MTT, Vol. 46, No. 11, pp. 1920-29, Nov. 1998.
- [2] N. Amar, L. Cabria, J.A. García, A. Tazón, M. Boussouis, "An Unbiased Subharmonic Mixing Antenna for Wireless Receivers", EuCAP 2006, Nice, France, Nov. 2006.
- [3] J. Lin, S.T. Chew and T. Itoh, "A Unilateral Injection-Locking Type Active Phased Array for Beam Scanning" 1994 IEEE MTT-S Digest, pp. 1231-34.
- [4] J.A. García, E. Malaver and L. Cabria, "A Zero-Bias Single-Device Balanced E-PHEMT Mixer with Conversion Gain for RFID Applications", 2003 IEEE MTT-S Digest, pp. 1311-14